

504P1080M00

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-262568

(P 2002-262568A)

(43) 公開日 平成14年9月13日(2002.9.13)

(51) Int. Cl. ⁷

H02M 3/28

識別記号

3/338

F I

H02M 3/28

3/338

テマコード (参考)

Q 5H730

H

A

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全11頁)

(21) 出願番号 特願2001-59848(P 2001-59848)

(22) 出願日 平成13年3月5日(2001.3.5)

(71) 出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72) 発明者 安村 昌之

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニ

一株式会社内

(74) 代理人 100086841

弁理士 脇 篤夫 (外1名)

Fターム(参考) 5H730 AA20 AS01 BB26 BB52 BB66

CC01 DD02 EE03 EE07 EE59

FD01 FF19 FG07 XX03 XX15

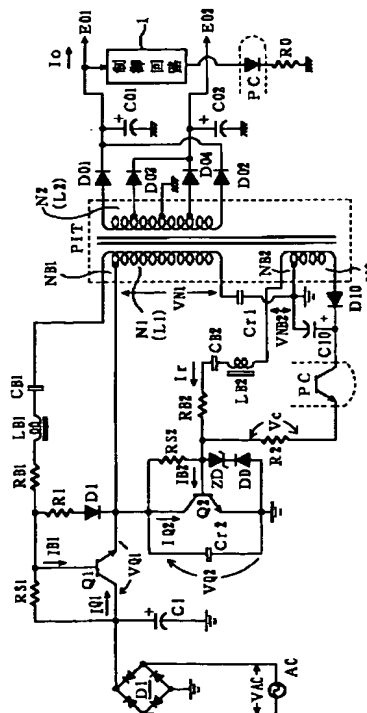
XX23 XX33 XX42

(54) 【発明の名称】 スイッチング電源回路

(57) 【要約】

【課題】 設計のマージンを小さなものとし、負荷短絡時のスイッチング素子の過電流を防止する。

【解決手段】 2石構成のスイッチング素子のハーフブリッジ結合による共振形コンバータにおいて、一次側電流共振形コンバータとしては自励式とし、定電圧制御方式として、ハイサイドスイッチング素子のオン時間は一定で、ローサイドスイッチング素子のオン時間のみを導通角制御する。これによりスイッチング素子は、その導通角及びスイッチング周波数が同時に可変される複合制御方式によってスイッチング制御される。そして負荷短絡の異常時にはスイッチング周波数は急上昇され、スイッチング素子には過度の電流が流れないようにされる。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 2 石のスイッチング素子をハーフブリッジ結合して形成され、直流入力電圧についてスイッチングを行うスイッチング手段と、
疎結合とされる所要の結合係数が得られるように形成され、上記スイッチング手段により一次巻線に得られる出力を二次巻線に伝送する絶縁コンバータトランスと、
少なくとも、上記絶縁コンバータトランスの一次巻線を含む漏洩インダクタンス成分と、上記一次巻線に対して直列に接続される直列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成されて、上記スイッチング素子のスイッチング動作を電流共振形とする電流共振回路と、
上記 2 石のスイッチング素子のいずれかに並列に接続され、上記並列に接続されたスイッチング素子がオフしたとき部分共振する部分共振コンデンサと、
少なくとも、上記絶縁コンバータトランスの一次巻線とともに巻装されるドライブ巻線を含む漏洩インダクタンス成分とコンデンサと抵抗とによる直列回路として構成され、上記 2 石のスイッチング素子に対してスイッチング駆動信号を印加してスイッチング動作をさせるスイッチング駆動手段と、上記部分共振コンデンサが並列に接続されたスイッチング素子がオフとなる期間に導通するような値に選ばれたツェナーダイオードとダイオードの直列回路と、
上記絶縁コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力して、所定の二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段と、
上記二次側直流出力電圧のレベルに応じて、上記部分共振コンデンサが並列に接続されたスイッチング素子がオンする時間を導通角制御してスイッチング周波数を可変制御することで定電圧制御を行うようにされた定電圧制御手段と、
を備えて構成されることを特徴とするスイッチング電源回路。

【請求項 2】 上記定電圧制御手段は、上記二次側直流出力電圧のレベルに応じた制御信号をフォトカプラを介して一次側に帰還することを特徴とする請求項 1 に記載のスイッチング電源回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、各種電子機器に電源として備えられるスイッチング電源回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 スwitchング電源回路として、例えばフライバックコンバータやフォワードコンバータなどの形式のスイッチングコンバータを採用したものが広く知られている。これらのスイッチングコンバータはスイッチング動作波形が矩形波状であることから、スイッチングノイズの抑制には限界がある。また、その動作特性上、

電力変換効率の向上にも限界があることがわかっている。そこで、先に本出願人により、各種共振形コンバータによるスイッチング電源回路が各種提案されている。共振形コンバータは容易に高電力変換効率を得られると共に、スイッチング動作波形が正弦波状となることで低ノイズが実現される。また、比較的少数の部品点数により構成することができるというメリットも有している。

【0003】 図 6 は先に本出願人により提案された発明に基づいて構成することのできるスイッチング電源回路の一構成例を示す回路図である。この電源回路には自励式の電流共振形コンバータが採用されている。

【0004】 この図に示すスイッチング電源回路においては、ブリッジ整流回路 D_i 及び平滑コンデンサ C_i からなる整流平滑回路により、商用交流電源 AC （交流入力電圧 V_{AC} ）を整流平滑化して、例えば交流入力電圧 V_{AC} のピーク値の 1 倍に対応する直流入力電圧を生成する。この電源回路のスイッチングコンバータは、図のように 2 つのスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 をハーフブリッジ結合したうえで、平滑コンデンサ C_i の正極側の接続点とアース間に対して挿入するようにして接続されている。この場合、スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 にはバイポーラトランジスタ（BJT；接合型トランジスタ）が採用される。

【0005】 このスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 の各コレクターベース間には、それぞれ起動抵抗 RS_1 、 RS_2 が挿入される。また、スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 のベースエミッタ間にはクランプダイオード DD_1 、 DD_2 がそれぞれ挿入されている。この場合、クランプダイオード DD_1 のカソードはスイッチング素子 Q_1 のベースと接続され、アノードはスイッチング素子 Q_1 のエミッタと接続される。また、同様にクランプダイオード DD_2 のカソードはスイッチング素子 Q_2 のベースと接続され、アノードはスイッチング素子 Q_2 のエミッタと接続される。

【0006】 スwitchング素子 Q_1 のベースとスイッチング素子 Q_2 のコレクタ間に対しては、ベース電流制限抵抗 RB_1 、共振用コンデンサ CB_1 、駆動巻線 NB_1 の直列接続回路が挿入される。共振用コンデンサ CB_1 は自身のキャパシタンスと、駆動巻線 NB_1 のインダクタンス LB_1 と共に直列共振回路を形成する。同様に、スイッチング素子 Q_2 のベースと一次側アース間に対しては、ベース電流制限抵抗 RB_2 、共振用コンデンサ CB_2 、駆動巻線 NB_2 の直列接続回路が挿入されており、共振用コンデンサ CB_2 と駆動巻線 NB_2 のインダクタンス LB_2 と共に自励発振用の直列共振回路を形成する。

【0007】 直交形制御トランス PRT （Power Regulating Transformer）は、スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 を駆動すると共に、後述するようにして定電圧制御を行うために設けられる。この直交形制御トランス PRT は、駆動巻線 NB_1 、 NB_2 及び共振電流を検出する共振電流検出巻線 ND が巻回され、更にこれらの各巻線に対して制

御巻線NCが直交する方向に巻回された直交型の可飽和リアクトルとして構成される。駆動巻線NB1の一端は、共振用コンデンサCB1-抵抗RB1の直列接続を介してスイッチング素子Q1のベースに接続され、他端はスイッチング素子Q2のコレクタに接続される。駆動巻線NB2の一端はアースに接地されると共に、他端は共振用コンデンサCB2-抵抗RB2の直列接続を介してスイッチング素子Q2のベースと接続されている。駆動巻線NB1と駆動巻線NB2は互いに逆極性の電圧が発生するように巻装されている。また、共振電流検出巻線NDの一端はスイッチング素子Q1のエミッタとスイッチング素子Q2のコレクタとの接続点(スイッチング出力点)に対して接続され、他端は後述する絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の一端に対して接続される。なお、共振電流検出巻線NDの巻数(ターン数)は例えば1T(ターン)程度とされている。

【0008】この直交形制御トランスPRTの構造としては、図示は省略するが、4本の磁脚を有する2つのダブルコの字形コアの互いの磁脚の端部を接合するようにして立体型コアを形成する。そして、この立体型コアの所定の2本の磁脚に対して、同じ巻装方向に共振電流検出巻線ND、駆動巻線NBを巻装し、更に制御巻線NCを、上記共振電流検出巻線ND及び駆動巻線NBに対して直交する方向に巻装して構成される。

【0009】絶縁コンバータトランスPIT(Power Isolation Transformer)は、スイッチング素子Q1、Q2のスイッチング出力を二次側に伝送する。この場合、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の一端は、共振電流検出巻線NDを介してスイッチング素子Q1のエミッタとスイッチング素子Q2のコレクタの接点(スイッチング出力点)に接続されることで、スイッチング出力が得られるようにされる。また、一次巻線N1の他端は、例えばフィルムコンデンサからなる直列共振コンデンサCr1を介して一次側アースに接地されている。この場合、上記直列共振コンデンサCr1及び一次巻線N1は直列に接続されているが、この直列共振コンデンサCr1のキャパシタンス及び一次巻線N1(直列共振巻線)を含む絶縁コンバータトランスPITの漏洩インダクタンス(リーケージインダクタンスL1)成分とにより、スイッチングコンバータの動作を電流共振形とするための直列共振回路を形成している。

【0010】また、スイッチング素子Q2のコレクターエミッタ間に対しては、部分電圧共振用の並列共振コンデンサCr2が並列に接続される。この並列共振コンデンサCr2は、スイッチング素子Q1、Q2のZVS(Zero Voltage Switching)及びZCS(Zero Current Switching)動作させるために設けられる。

【0011】また、この図における絶縁コンバータトランスPITの二次側では、二次巻線N2に対してセンタタップを設けた上で、整流ダイオードD01、D02、D

03、D04及び平滑コンデンサC01、C02を図のように接続することで、[整流ダイオードD01、D02、平滑コンデンサC01]の組と、[整流ダイオードD03、D04、平滑コンデンサC02]の組とによる、2組の全波整流回路が設けられる。[整流ダイオードD01、D02、平滑コンデンサC01]から成る全波整流回路は直流出力電圧E01を生成し、[整流ダイオードD03、D04、平滑コンデンサC02]から成る全波整流回路は直流出力電圧E02を生成する。つまり、この図に示す回路では、二次側において直流出力電圧を得るのにあたり全波整流回路が設けられる。なお、この場合には、直流出力電圧E01及び直流出力電圧E02は制御回路1に対しても分岐して入力される。制御回路1においては、直流出力電圧E01を検出電圧として利用し、直流出力電圧E02を制御回路1の動作電源として利用する。

【0012】制御回路1は、例えば二次側の直流電圧出力E01のレベルに応じてそのレベルが可変される直流電流を、制御電流としてドライブトランスPRTの制御巻線NCに供給することにより後述するようにして定電圧制御を行う。

【0013】上記構成による電源回路のスイッチング動作としては、先ず商用交流電源が投入されると、例えば起動抵抗RS1、RS2を介してスイッチング素子Q1、Q2のベースに起動電流が供給されることになるが、例えばスイッチング素子Q1が先にオンになったとすれば、スイッチング素子Q2はオフとなるように制御される。そしてスイッチング素子Q1の出力として、共振電流検出巻線ND→一次巻線N1→直列共振コンデンサCr1に共振電流が流れるが、この共振電流が0となる近傍でスイッチング素子Q2がオン、スイッチング素子Q1がオフとなるように制御される。そして、スイッチング素子Q2を介して先とは逆方向の共振電流が流れる。以降、スイッチング素子Q1、Q2が交互にオンとなる自励式のスイッチング動作が開始される。このように、平滑コンデンサCiの端子電圧を動作電源としてスイッチング素子Q1、Q2が交互に開閉を繰り返すことにより、絶縁コンバータトランスPITの一次側巻線N1に共振電流波形に近いドライブ電流を供給し、二次側の巻線N2に交番出力を得る。

【0014】また、直交形制御トランスPRTによる定電圧制御は次のようにして行われる。例えば、交流入力電圧や負荷電力の変動によって二次側出力電圧E01が変動したとすると、制御回路1では二次側出力電圧E01の変動に応じて制御巻線NCに流れる制御電流のレベルを可変制御する。この制御電流により直交形制御トランスPRTに発生する磁束の影響で、直交形制御トランスPRTにおいては飽和傾向の状態が変化し、駆動巻線NB1、NB2のインダクタンスを変化させるように作用するが、これにより自励発振回路の条件が変化してスイッチング周波数が変化するように制御される。この図に示す

電源回路では、直列共振コンデンサ C_{r1} 及び一次巻線 $N1$ の直列共振回路の共振周波数よりも高い周波数領域でスイッチング周波数を設定しているが、例えばスイッチング周波数が高くなると、直列共振回路の共振周波数に対してスイッチング周波数が離れていくようにされる。これにより、スイッチング出力に対する一次側直列共振回路の共振インピーダンスは高くなる。このようにして共振インピーダンスが高くなることで、一次側直列共振回路の一次巻線 $N1$ に供給されるドライブ電流が抑制される結果、二次側出力電圧が抑制されることになって、定電圧制御が図られることになる。なお、このような方法による定電圧制御方式を「スイッチング周波数制御方式」と呼ぶ。

【0015】この図6に示した構成によるスイッチング電源回路における、重負荷時で交流入力電圧 $VAC=100V$ 時の一次側電流共振形コンバータのスイッチング動作波形の一例を図7に示す。駆動巻線 $NB2$ に発生する共振電圧により共振電流 I_2 が流れるが、スイッチング素子 $Q2$ のベースに対しては、共振用コンデンサ $CB2$ - 抵抗 $RB2$ の直列接続を介して共振電流が流れる。そして、この共振電流が例えばクランプダイオード $DD2$ から流れるクランプ電流と合成されることで、スイッチング素子 $Q2$ のベースには駆動電流 I_{B2} が流れる。このような駆動電流 I_{B2} によって、スイッチング素子 $Q2$ は期間 $T_{ON'}$ においてオンとなり、スイッチング素子 $Q2$ のコレクタには、コレクタ電流 I_{Q2} が流れる。また、期間 $T_{OFF'}$ となると、駆動電流 I_{B2} は0レベルとなって、スイッチング素子 $Q2$ もオフ（非導通）となる。これにより、上記期間 $T_{ON'}$ 、 $T_{OFF'}$ におけるスイッチング素子 $Q2$ のコレクターエミッタ間電圧 V_{Q2} は図示するような波形となる。

【0016】これに対して、スイッチング $Q1$ の動作波形は、上記のスイッチング素子 $Q2$ の動作波形とは位相が 180 度ずれた波形として示され、スイッチング素子 $Q1$ のベースには図示するように駆動電流 I_{B1} が流れる。このような駆動電流 I_{B1} によって、スイッチング素子 $Q1$ は期間 T_{ON} （スイッチング素子 $Q2$ の期間 $T_{OFF'}$ に対応する期間）においてオンとなり、スイッチング素子 $Q1$ のコレクタには、コレクタ電流 I_{Q1} が流れる。また、期間 T_{OFF} （スイッチング素子 $Q2$ の期間 $T_{ON'}$ に対応する期間）となると、駆動電流 I_{B1} は0レベルとなって、スイッチング素子 $Q1$ もオフ（非導通）となる。これにより、上記期間 T_{ON} 、 T_{OFF} におけるスイッチング素子 $Q1$ のコレクターエミッタ間電圧 V_{Q1} は図示するような波形となる。

【0017】また、このようにして動作する図6の電源回路において、直交形制御トランス PRT は、交流入力電圧 VAC や負荷電流 I_o の変動に対して、スイッチング素子がオフ $Q1$ 、 $Q2$ のオン時間とオフ時間のデューティ比は一定でスイッチング周波数 f_s を制御してい

る。制御特性を図8に示す。

【0018】二次側直流出力電圧 E_{O1} の負荷電流 I_o が $0 \sim 1.5mA$ の範囲で変化するのに応じて、制御電流 I_c は、図のようにして変化する。つまり、負荷電流が増加して重負荷の条件となり、二次側直流出力電圧 E_{O1} が低下していくのに従って制御電流レベルを減少させるようにして制御が行われる。この結果、スイッチング周波数 f_s としては、重負荷の条件となるのに従って低下していくようにして制御が行われる。また、交流入力電圧 VAC の変動に対応するものとして、交流入力電圧 $VAC=120V$ と $VAC=90V$ の場合が示されているが、制御電流 I_c は、交流入力電圧 $VAC=120V$ 時の条件のほうが交流入力電圧 $VAC=90V$ 時の条件よりも増加しており、スイッチング周波数 f_s については、交流入力電圧 $VAC=120V$ 時の条件のほうが交流入力電圧 $VAC=90V$ 時の条件よりも高くなっている。これは、交流入力電圧 VAC のレベルが高くなって二次側直流出力電圧 E_{O1} が上昇したとされる場合には制御電流 I_c は増加されるようにして制御され、これに応じてスイッチング周波数 f_s も上昇されるようにして制御されることを示している。

【0019】

【発明が解決しようとする課題】ところで、上記図6に示す電源回路は、上記図8に示した制御特性からも分かるように、電源の安定化にあたり、重負荷の条件となるのに従ってスイッチング周波数を低く制御するように動作する。このため、負荷が短絡した異常時においてはスイッチング周波数 f_s に対する制御機能が動作しなくなり、スイッチング周波数 f_s は定常の制御範囲を外れて、例えば最低動作周波数であるところの $90kHz$ よりも低い、 $80kHz$ にまで低下してしまう。

【0020】このような状態では、絶縁コンバータトランス PIT の一次巻線 $N1$ の漏洩インダクタンスと励磁インダクタンスによる鋸歯状波形の電流がスイッチング素子 $Q1$ 、 $Q2$ のオン時に流れ、例えば図9に示すようにコレクタ電流 I_{Q2} が鋸歯状波となってピークレベルが上昇する。もしピークレベルが大きく上昇してスイッチング素子 $Q1$ 、 $Q2$ の最大許容電流をオーバーするとスイッチング素子 $Q1$ 、 $Q2$ が破壊されるため、それを避けるには最大許容電流が十分に大きなスイッチングトランジスタを選定する必要がある。ところがその場合、例えば $TO-3P$ などの大型パッケージのものが選定されることとなり、コスト的に好ましくないため、それに代えて過電流保護回路を設けることが考えられる。即ち絶縁コンバータトランス PIT の2次側に過電流検出抵抗を挿入して、負荷短絡の異常時に直交形制御トランス PRT の制御巻線 N_c に対して $60mA$ 以上の電流を流すようにする。これにより、スイッチング周波数 f_s を定格動作周波数以上に上昇させることで、電流 I_{Q1} 、 I_{Q2} のピーク電流を低下させるものである。しかしながら、

過電流保護回路を備えると、過電流検出抵抗の電力損失のために AC/DC 電力変換効率が低下するという問題が生ずる。

【0021】また、AC スイッチ投入時にはスイッチング周波数 f_s を上昇させて、定格負荷、定格交流入力電圧に到達するまでの時間に、直交形制御トランス PRT の制御巻線 Nc に 60mA 以上の制御電流を流すソフトスタート回路が必要である。従って図 6 に示した電源回路以外の補助電源回路から直交形制御トランス PRT の制御巻線 Nc に 60mA 以上の制御電流を供給する構成を採らなければならない。このためソフトスタート回路による部品点数の増加、回路規模の拡大が生ずることとなる。

【0022】また、図 6 に示した電源回路のような、自励式でスイッチング周波数制御が行われるスイッチングコンバータを備える電源回路では、直交形制御トランス PRT が備えられることになる。しかし、この直交形制御トランス PRT は、制御巻線に流す制御電流量を少なくするために、コアのギャップは 10 μ mm 程度の僅かなものとしている。このため、製造時においてはそのギャップの精度誤差が生じざるを得なくなるが、これは、直交形制御トランス PRT に巻装される駆動巻線 NB1、NB2 のインダクタンス値について $\pm 10\%$ の範囲でばらつきを生じさせる。そして駆動巻線 NB のインダクタンス値にばらつきが生じれば、この駆動巻線 NB を備えて形成される自励共振駆動回路の共振周波数に誤差が生じることとなる。このため、商用交流電源が 100V 系であって、交流入力電圧 $V_{AC} = 90V \sim 120V$ の制御範囲を保証するためには、ばらつきに対するマージンを考慮して、交流入力電圧 $V_{AC} = 80V$ 以上から安定化制御が可能ないように大きなマージンをとって回路を構成する必要があり、それだけ設計としては容易でなくなっていたものである。

【0023】

【課題を解決するための手段】そこで本発明は上記した課題を考慮して、スイッチング電源回路として次のように構成することとした。つまり、2 石のスイッチング素子をハーフブリッジ結合して形成され直流入力電圧についてスイッチングを行うスイッチング手段と、疎結合とされる所要の結合係数が得られるように形成され上記スイッチング手段により一次巻線に得られる出力を二次巻線に伝送する絶縁コンバータトランスと、少なくとも上記絶縁コンバータトランスの一次巻線を含む漏洩インダクタンス成分と、上記一次巻線に対して直列に接続される直列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成されて上記スイッチング素子のスイッチング動作を電流共振形とする電流共振回路と、上記 2 石のスイッチング素子のいずれかに並列に接続され上記並列に接続されたスイッチング素子がオフしたとき部分共振する部分共振コンデンサと、少なくとも上記絶縁コンバータトランス

の一次巻線とともに巻装されるドライブ巻線を含む漏洩インダクタンス成分とコンデンサと抵抗とによる直列回路として構成され上記 2 石のスイッチング素子に対してスイッチング駆動信号を印加してスイッチング動作をさせるスイッチング駆動手段と、上記部分共振コンデンサが並列に接続されたスイッチング素子がオフとなる期間に導通するような値に選ばれたツェナーダイオードとダイオードの直列回路と、上記絶縁コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力して所定の二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段と、上記二次側直流出力電圧のレベルに応じて上記部分共振コンデンサが並列に接続されたスイッチング素子がオンする時間を導通角制御してスイッチング周波数を可変制御することで定電圧制御を行うようにされた定電圧制御手段とを備えてスイッチング電源回路を構成する。

【0024】また、上記定電圧制御手段は、上記二次側直流出力電圧のレベルに応じた制御信号をフォトカプラを介して一次側に帰還するようにする。

【0025】上記構成によれば、共振形コンバータの一次側に備えられるスイッチング素子は自励式によって駆動される。さらに定電圧制御のために、部分共振コンデンサが並列に接続されたスイッチング素子の導通制御端子（ベース電極）に対しては、二次側直流出力電圧に応じた制御電圧が例えばフォトカプラを介して帰還されて印加され、この制御電圧レベルが二次側直流出力電圧のレベルに応じて可変制御されることになる。これにより、部分共振コンデンサが並列に接続されたスイッチング素子（ローサイドスイッチング素子）は、その導通角及びスイッチング周波数が同時に可変される複合制御方式によってスイッチング制御されることになる。一方、他方のスイッチング素子（ハイサイドスイッチング素子）はオン時間一定とされる。このような定電圧のための構成では、負荷短絡の異常時には、スイッチング周波数は高くなるように制御されるという制御動作を得ることができる。また、このような定電圧制御の構成であれば、例えば自励式の場合にスイッチング周波数可変制御のために用いられていた直交型制御トランスを省略することが可能となる。

【0026】

【発明の実施の形態】図 1 は、本発明の第 1 の実施の形態としての電源回路の構成を示している。この図 1 に示す電源回路は、一次側に電流共振形コンバータを備えた共振形スイッチングコンバータとしての構成を採る。この図に示す電源回路においては、先ず、商用交流電源（交流入力電圧 V_{AC} ）を入力して直流入力電圧を得るための整流平滑回路として、ブリッジ整流回路 Di 及び平滑コンデンサ Ci からなる全波整流回路が備えられ、交流入力電圧 V_{AC} の 1 倍のレベルに対応する整流平滑電圧 Ei を生成するようにされる。

【0027】この電源回路のスイッチングコンバータは、図のように2つのスイッチング素子Q1（ハイサイドスイッチング素子）及びQ2（ローサイドスイッチング素子）をハーフブリッジ結合したうえで、平滑コンデンサCiの正極側の接続点とアース間に対して挿入するようにして接続されている。この場合、スイッチング素子Q1、Q2にはバイポーラトランジスタ（BJT；接合型トランジスタ）が採用される。

【0028】このスイッチング素子Q1、Q2の各コレクターベース間には、それぞれ起動抵抗RS1、RS2が挿入される。スイッチング素子Q1のベースは起動抵抗RS1を介して整流平滑電圧Eiのラインと接続されており、例えば電源起動時において、上記起動抵抗RS1を介して得られるベース電流が流れることで起動するようにされている。

【0029】またスイッチング素子Q1のベース－エミッタ間には抵抗R1と低速リカバリ型ダイオードD1が挿入される。スイッチング素子Q1のコレクタは平滑コンデンサCiの正極と接続され、エミッタは絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1に接続される。

【0030】スイッチング素子Q2のベース－エミッタ間にはツェナーダイオードZD及びクランプダイオードDDが直列接続されて挿入されている。この場合、ツェナーダイオードZDのアノードがスイッチング素子Q2のベースと接続され、ツェナーダイオードZDのカソードはクランプダイオードDDのカソードと接続される。クランプダイオードDDのアノードはスイッチング素子Q2のエミッタと接続される。本実施の形態の場合、クランプダイオードDDは、ツェナーダイオードZDを順方向（アノード→カソード）に流れようとする電流を阻止するための逆流阻止用ダイオードとしての作用を有する。

【0031】絶縁コンバータトランスPIT（Power Isolation Transformer）は、スイッチング素子Q1、Q2のスイッチング出力を二次側に伝送する。この場合、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の一端はスイッチング素子Q1のエミッタとスイッチング素子Q2のコレクタの接点（スイッチング出力点）に接続されることで、スイッチング出力が得られるようにされる。また、一次巻線N1の他端は、例えばフィルムコンデンサからなる直列共振コンデンサCr1を介して一次側アースに接地されている。そして上記直列共振コンデンサCr1及び一次巻線N1は直列に接続されているが、この直列共振コンデンサCr1のキャパシタンス及び一次巻線N1（直列共振巻線）を含む絶縁コンバータトランスPITの漏洩インダクタンス（リーケージインダクタンスLi）成分とにより、スイッチングコンバータの動作を電流共振形とするための直列共振回路を形成している。

【0032】また、スイッチング素子Q2のコレクター

エミッタ間に対しては、部分電圧共振用の並列共振コンデンサCr2が並列に接続される。この並列共振コンデンサCr2は、スイッチング素子Q1、Q2をZVS動作及びZCS動作させるために設けられる。

【0033】スイッチング素子Q1のベースに対しては、図示するように、〔駆動巻線NB1－共振コンデンサCB1－インダクタLB1－ベース電流制限抵抗RB1〕のLCR直列接続回路が接続される。この直列接続回路は、スイッチング素子Q1を自励式により駆動するための自励共振駆動回路とされる。自励共振駆動回路内の駆動巻線NB1は、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1を巻き上げるようにして巻装される。そして自励共振駆動回路としては、駆動巻線NB1－共振コンデンサCB1－インダクタLB1とによって、直列共振回路を形成する。この直列共振回路の共振周波数は、インダクタLB1と駆動巻線NB1のインダクタンスと、共振コンデンサCB1のキャパシタンスとによって決定される。

【0034】この場合、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1が巻き上げられた駆動巻線NB1には、ドライブ電圧としての交番電圧が発生する。このドライブ電圧は、ベース電流制限抵抗RB1と直列共振回路（NB1－CB1－LB1）とを介するようにして、ドライブ電流としてスイッチング素子Q1のベースに出力される。これにより、スイッチング素子Q1は、直列共振回路の共振周波数により決定される固定のスイッチング周波数でスイッチング動作を行うことになる。そして、そのエミッタに得られるスイッチング出力を絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1に伝達する。

【0035】またスイッチング素子Q2のベースに対しては、図示するように、〔駆動巻線NB2－インダクタLB2－共振コンデンサCB2－ベース電流制限抵抗RB1〕のLCR直列接続回路が接続される。この直列接続回路は、スイッチング素子Q2を自励式により駆動するための自励共振駆動回路とされる。この自励共振駆動回路内の駆動巻線NB2は、絶縁コンバータトランスPITの一次側において、後述する3次巻線N3を巻き上げるようにして巻装される。そして自励共振駆動回路としては、駆動巻線NB2－インダクタLB2－共振コンデンサCB2とによって、直列共振回路を形成する。この直列共振回路の共振周波数は、インダクタLB2と駆動巻線NB2のインダクタンスと、共振コンデンサCB2のキャパシタンスとによって決定される。

【0036】この場合、駆動巻線NB1には、ドライブ電圧としての交番電圧が発生する。このドライブ電圧は、ベース電流制限抵抗RB2と直列共振回路（NB2－LB2－CB2）とを介するようにして、ドライブ電流としてスイッチング素子Q2のベースに出力される。これにより、スイッチング素子Q2は、直列共振回路の共振周波数により決定されるスイッチング周波数でスイッチング動作を行うことになる。そして、そのコレクタに得られるス

スイッチング出力を絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 に伝達する。なお、インダクタ L B2、共振コンデンサ C B2 は、スイッチング素子 Q 2 のオン時間がスイッチング素子 Q 1 のオン時間（一定）の $1/10$ 程度に短くなるように選定される。

【0037】また、この図に示す回路の場合には、絶縁コンバータトランス P I T の一次側に三次巻線 N3 が巻装される。この三次巻線 N3 に対してはダイオード D10 及びコンデンサ C10 から成る半波整流回路が接続されており、このコンデンサ C10 の両端に対しては、所定レベルの低圧直流電圧が得られることになる。そして、コンデンサ C10 の正極端子は、フォトカブラ P C のフォトトランジスタ抵抗 R 2 を介して、スイッチング素子 Q 2 のベースに対して接続される。

【0038】絶縁コンバータトランス P I T は、スイッチング素子 Q 1、Q 2 のスイッチング出力を二次側に伝送する。絶縁コンバータトランス P I T は、例えばフェライト材による 2 組の E 型コアを互いの磁脚が対向するように組み合わせた E E 型コアが備えられ、この E E 型コアの中央磁脚に対して、分割ボビンを利用して一次巻線 N1 と、二次巻線 N2 をそれぞれ分割した状態で巻装している。そして、中央磁脚に対してはギャップを形成するようにしている。これによって、所要の結合係数による疎結合が得られるようにしている。ギャップは、2 組の E 型コアの各中央磁脚を、2 本の外磁脚よりも短くすることで形成することが出来る。また、結合係数 k としては、例えば $k \approx 0.85$ という疎結合の状態を得るようにしており、その分、飽和状態が得られにくいようにしている。

【0039】絶縁コンバータトランス P I T の二次側では、二次巻線 N2 に対してセンタータップを設けた上で、整流ダイオード D01、D02、D03、D04 及び平滑コンデンサ C01、C02 を図のように接続することで、[整流ダイオード D01、D02、平滑コンデンサ C01] の組と、[整流ダイオード D03、D04、平滑コンデンサ C02] の組とによる、2 組の全波整流回路が設けられる。

[整流ダイオード D01、D02、平滑コンデンサ C01] から成る全波整流回路は直流出力電圧 E01 を生成し、[整流ダイオード D03、D04、平滑コンデンサ C02] から成る全波整流回路は直流出力電圧 E02 を生成する。つまり、この図に示す回路では、二次側において直流出力電圧を得るのにあたり全波整流回路が設けられる。なお、直流出力電圧 E01 は制御回路 1 に対しても分岐して入力される。制御回路 1 は、直流出力電圧 E01 のレベルに応じた制御信号を出力する。また制御回路 1 にはフォトカブラ P C のフォトダイオードのアノードが接続される。フォトダイオードのカソードは抵抗 R o を介して二次側アースに対して接続される。

【0040】このような図 1 の構成による電源回路のスイッチング動作としては、先ず商用交流電源が投入され

ると、例えば起動抵抗 R S1 を介してスイッチング素子 Q 1 のベースに起動電流が供給され、スイッチング素子 Q1 がオンになると、スイッチング素子 Q2 はオフとなるように制御される。そしてスイッチング素子 Q1 の出力として、一次巻線 N1 → 直列共振コンデンサ C r1 に共振電流が流れるが、この共振電流が 0 となる近傍でスイッチング素子 Q2 がオン、スイッチング素子 Q1 がオフとなるように制御される。そして、スイッチング素子 Q 2 を介して先とは逆方向の共振電流が流れる。以降、スイッチング素子 Q1、Q2 が交互にオンとなる自励式のスイッチング動作が開始される。このように、平滑コンデンサ C i の端子電圧を動作電源としてスイッチング素子 Q1、Q2 が交互に開閉を繰り返すことによって、絶縁コンバータトランス P I T の一次側巻線 N1 に共振電流波形に近いドライブ電流を供給し、二次側の巻線 N2 に交番出力を得る。

【0041】直流出力電圧の安定化動作は次のようになる。上記のような接続形態となる制御回路 1 は、直流出力電圧 E01 を検出力とする誤差増幅器として機能するが、出力される制御信号はフォトカブラ P C のフォトダイオードに流れる。これにより、一次側のフォトカブラ P C のフォトトランジスタにおいては制御信号に応じた電流が流れる。また抵抗 R 2 の両端に得られる制御電圧 V c としては、コンデンサ C10 の両端の低圧直流電圧が、フォトトランジスタにおける電流の導通レベルに応じたレベルだけ印加される。即ち二次側直流出力電圧 E01 のレベルに応じて、結果的にスイッチング素子 Q 2 のベース電位が可変されることになり、これによりスイッチング素子 Q 2 スwitchング周波数が可変制御される。なお、このスイッチング周波数可変の際には、いわゆる複合制御方式による動作となり、スイッチング素子 Q1 がオフとなる期間は一定で、オンとなる期間を制御する導通角制御も同時に行われる。そして、このような動作によって、二次側直流出力電圧のレベルの定電圧化が図られることになる。

【0042】図 2 は、図 1 に示した構成による電源回路における要部の動作を示す波形図である。この図においては、交流入力電圧 V A C = 100 V で重負荷時における条件の場合の一次側の動作を示している。

【0043】スイッチング素子 Q 2 の自励発振駆動回路を形成する駆動巻線 N B に発生する駆動電圧 V N B2 に伴い、自励発振駆動回路としての直列共振回路 (N B2、L B2、C B2) には、共振電流 I r が流れる。この共振電流 I r は、スイッチング素子 Q 2 のオン期間 T O N' において正レベルが得られ、オフ期間 T O F F' においては負極性のレベルとなる。そして、オン期間 T O N' において共振電流 I r が正レベルとなることで、期間 T O N' においてスイッチング素子 Q 2 のベースに対しては図 2 に示す波形によるベース電流 I B2 が流れる。これにより、スイッチング素子 Q 2 がオンとなりコレクタ電流 I Q2 が流れ

る。一方、期間 T_{OFF}' においては、共振電流 I_r が負極性のレベルとなることでベース電流 I_{B2} は0レベルとなって、スイッチング素子 Q_2 をオフとする。なおオフ期間 T_{OFF}' における負極性の共振電流 I_r は、クランプダイオード $DD \rightarrow$ ツェナーダイオード ZD を介して流れることになる。このようにしてスイッチング素子 Q_2 はスイッチング駆動されることになり、スイッチング素子 Q_2 のコレクタ-エミッタ間の電圧 V_{Q2} は図示するとおりとなる。

【0044】これに対して、スイッチング素子 Q_1 のベースには図示するように駆動電流 I_{B1} が流れる。このような駆動電流 I_{B1} によって、スイッチング素子 Q_1 は期間 T_{ON} （スイッチング素子 Q_2 の期間 T_{OFF}' に対応する期間）においてオンとなり、スイッチング素子 Q_1 のコレクタには、コレクタ電流 I_{Q1} が流れる。また、期間 T_{OFF} （スイッチング素子 Q_2 の期間 T_{ON}' に対応する期間）となると、駆動電流 I_{B1} は0レベルとなって、スイッチング素子 Q_1 もオフ（非導通）となる。これにより、上記期間 T_{ON} 、 T_{OFF} におけるスイッチング素子 Q_1 のコレクタ-エミッタ間電圧 V_{Q1} は図示するような波形となる。

【0045】ここで上記したように、共振電流 I_r は、スイッチング素子 Q_2 のオフ期間 T_{OFF}' においてクランプダイオード $DD \rightarrow$ ツェナーダイオード ZD を流れるようにされる。従って、例えばツェナーダイオード ZD の逆方向電圧について4.3V以上のものを選定したのであれば、オフ期間 T_{OFF}' におけるスイッチング素子 Q_2 のベース電位について5V以上を設定することが可能になる。そこで、図1に示した構成により、スイッチング素子 Q_2 のベースに制御電圧 V_c （抵抗 R_2 の両端電圧）を印加するようにすれば、スイッチング素子 Q_2 のスイッチング周波数を、複合制御方式によって可変制御することが可能となるものである。

【0046】図3は、上記図1に示した電源回路についての定電圧制御特性を示している。図3（a）には、二次側直流出力電圧 E_{O1} の負荷電流 I_o に対するスイッチング周波数 f_s の関係、図3（b）には負荷電流 I_o に対するスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 のオン時間 T_{ON} 、 T_{ON}' の関係、図3（c）には負荷電流 I_o に対する制御電圧 V_c の関係がそれぞれ示される。また、各図では交流入力電圧 V_{AC} について、 $V_{AC}=120V$ と $90V$ の場合が示されている。

【0047】本実施の形態においては、負荷電流 I_o が0mAから1.5mAの範囲で増加する、つまり重負荷の条件となって二次側直流出力電圧が低下していくのに応じて、制御電圧 V_c は、図3（c）のように上昇するようにして可変制御される。そして、このようにして制御電流 V_c が上昇するのに応じて、図3（a）のようにスイッチング周波数 f_s としては、低くなるようにして制御が行われるものである。またこれに応じて図3

（b）のようにスイッチング素子 Q_2 のオン時間 T_{ON}' は長くなる。スイッチング素子 Q_1 のオン時間 T_{ON} は一定である。なお、このスイッチング周波数 f_s と制御電圧 V_c の関係は、例えば先行技術として図6に示した回路の制御特性（図8）におけるスイッチング周波数 f_s と制御電流 I_c の関係の逆になっている。

【0048】本実施の形態においてはこのような制御特性を得ることで、例えば二次側直流出力電圧 E_{O1} 、 E_{O2} について負荷短絡となった異常時においては、制御電圧 $V_c=0$ となるように制御されることになるが、これによって、スイッチング周波数 f_s は図1の回路構成であれば150KHz以上に急上昇する。このときの動作としては、図4に示されるよう、スイッチング素子 Q_2 のオン期間 T_{ON}' （= Q_1 のオフ期間 T_{OFF} ）が短縮しており、スイッチング周波数が高くなるように制御されていることが分かる。従って、コレクタ電流 I_{Q1} 、 I_{Q2} のピークレベルが抑制されて、定常動作時よりも低いレベルとすることができる。また、図3に示された制御特性であれば、電源投入時に二次側直流出力電圧が定格負荷電力に到達するまでの過渡期においても、スイッチング周波数は高くなるように制御されることになる。従って、このときにも上記図4により説明した動作が得られることになる。

【0049】これは即ち、負荷短絡の状態、又は電源投入時であっても、スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 には過度の電流が流れないことを意味している。これにより、本実施の形態の電源回路としては、過電流保護のための回路及びソフトスタート回路を設ける必要はなくなるものであり、それだけ回路を構成する部品点数は削減されるので、電源回路の小型軽量化及び低コスト化を促進することが可能となる。また、スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 として最大許容電流の小さいものを選定できる。また過電流保護回路が不要とされて過電流検出抵抗の電力損失が無くなるため、AC/DC電力変換効率の低下を防止できる。

【0050】また、本実施の形態の電源回路としては、一次側電流共振形コンバータとして自励式とされ、かつ複合制御方式によるスイッチング周波数制御が行われるようにされているのであるが、図1により説明した回路構成としていることで、図6に示されていた直交型制御トランス PRT を省略しているものである。これにより、本実施の形態では、直交型制御トランス PRT 製造時におけるギャップのばらつきに起因する駆動巻線 $NB1$ 、 $NB2$ についてのインダクタンス値のばらつきの問題は解消されることになる。従って、交流入力電圧 V_{AC} の範囲に対するマージンを少なく設定することが可能になるので、回路設計も容易なものとなることが可能になる。

【0051】図5は、本発明の第2の実施の形態としての電源回路の構成例を示している。なお、この図におい

て図 1 と同一部分には同一符号を付して説明を省略する。この電源回路は、図 1 と同じく一次側電流共振形コンバータとして自励式とされ、かつ複合制御方式によるスイッチング周波数制御が行われる構成であるが、スイッチング素子 Q1、Q2 として MOS-FET もしくは IGBT (絶縁ゲートバイポーラトランジスタ) が用いられる例としている。

【0052】この場合、スイッチング素子 Q1 のソース及びスイッチング素子 Q2 のドレインは一次巻線 N1 の一端と接続され、スイッチング素子 Q2 のソースは一次側アースに接続される。スイッチング素子 Q1 のドレインは平滑コンデンサ C_i の正極側に接続される。また、クランプダイオード DD1、DD2 は、それぞれスイッチング素子 Q1、Q2 のドレイン-ソース間に対して図示する方向により並列に接続される。この場合のクランプダイオード DD1、DD2 には、MOS-FET であるスイッチング素子 Q1、Q2 に内蔵される、いわゆるボディダイオードを利用することができる。

【0053】また、この場合のスイッチング素子 Q1、Q2 も、自励共振駆動回路によりスイッチング駆動されるようになっている。スイッチング素子 Q1 に対する自励共振駆動回路は、図示するように、一次巻線 N1 を巻き上げるようにして形成された駆動巻線 Ng1、共振用コンデンサ C_{g1}、電流制限抵抗 R_{g1}、抵抗 R_{G1} とを備えている。この場合にも駆動巻線 Ng1 と共振用コンデンサ C_{g1} とによって直列共振回路を形成している。またスイッチング素子 Q2 に対する自励共振駆動回路は、三次巻線 N3 を巻き上げるようにして形成された駆動巻線 Ng2、共振用コンデンサ C_{g2}、電流制限抵抗 R_{g2}、抵抗 R_{G2} とを備えている。この場合も駆動巻線 Ng2 と共振用コンデンサ C_{g2} とによって直列共振回路を形成している。

【0054】また、この図に示す回路も、三次巻線 N3、ダイオード D10 及びコンデンサ C10 から成る半波整流回路が形成され、この半波整流回路により定圧直流電圧が得られるようになっており、さらに、定圧直流電圧は、フォトカプラ PC のフォトトランジスタ及び抵抗 R2 を介してスイッチング素子 Q2 のゲートに接続されるようになっている。従って、この場合にも、二次側直流出力電圧 E01 のレベルに応じて抵抗 R2 の両端電圧は可変され、この可変された抵抗 R2 の両端電圧が制御電圧 V_c として、スイッチング素子 Q2 のゲートに対して印加されることになる。そして、これにより、結果的には先の図 1 の実施の形態の場合と同様にして、複合制御方式によるスイッチング周波数制御が行われ、二次側直流出力電圧 E01 の安定化が図られるものである。そして、この第 2 の実施の形態の電源回路についても、先の実施の形態と同様の作用効果が得られるものである。

【0055】なお、本発明としては、上記各実施の形態として各図に示した構成に限定されるものではない。例

えば、二次側の構成は図示した以外の回路構成による整流回路が備えられて構わないものである。

【0056】

【発明の効果】以上説明したように本発明は、2 石構成のスイッチング素子のハーフブリッジ結合による共振形コンバータにおいて、一次側電流共振形コンバータとしては自励式とし、定電圧制御方式として、ハイサイドスイッチング素子のオン時間は一定で、ローサイドスイッチング素子のオン時間のみを導通角制御するようにしている。これにより、ローサイドスイッチング素子は、その導通角及びスイッチング周波数が同時に可変される複合制御方式によってスイッチング制御されることになるが、この場合には、負荷短絡の異常時にはスイッチング周波数は急上昇され、スイッチング素子には過度の電流が流れないこととなる。また AC スイッチ投入時に定格負荷状態に達する時間までは、スイッチング周波数は高い周波数から制御される低い周波数に変化する。これらのことから、過電流保護のための回路及びソフトスタート回路を設ける必要はなくなる。この結果、例えば電源回路の小型軽量化及び低コスト化を促進することが可能となる。さらに過電流保護回路が不要であり、過電流検出抵抗による電力損失が無いことから電力変換効率の低下は防止される。

【0057】さらに本発明の定電圧制御の構成では、直交型制御トランスを省略することが可能になるため、この直交型制御トランス PRT 製造時におけるギャップのばらつきに起因するスイッチング周波数の制御範囲のばらつきの問題は解消されることになる。従って、交流入力電圧の範囲に対するマージンを少なく設定することが可能となるので回路設計も容易なものとなる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の第 1 の実施の形態の電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 2】第 1 の実施の形態の電源回路の要部の動作を示す波形図である。

【図 3】第 1 の実施の形態の制御特性の説明図である。

【図 4】第 1 の実施の形態の負荷短絡時における一次側スイッチング動作を示すための波形図である。

【図 5】本発明の第 2 の実施の形態の電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 6】先行技術としての電源回路の構成を示す回路図である。

【図 7】先行技術としての電源回路の要部の動作を示す波形図である。

【図 8】先行技術としての電源回路の制御特性の説明図である。

【図 9】先行技術としての電源回路の負荷短絡時の波形図である。

【符号の説明】

1 制御回路、C_i 平滑コンデンサ、Q1、Q2 スイ

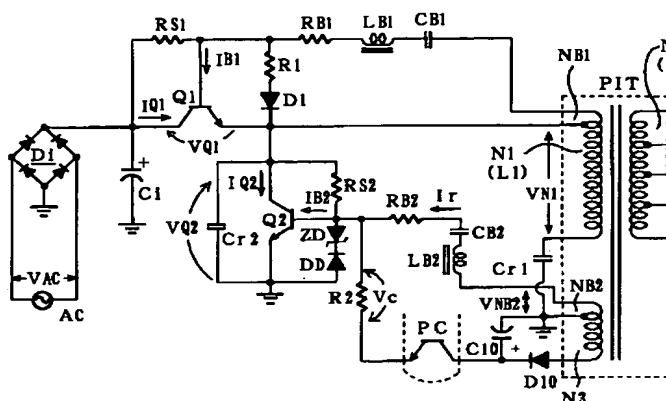
17

18

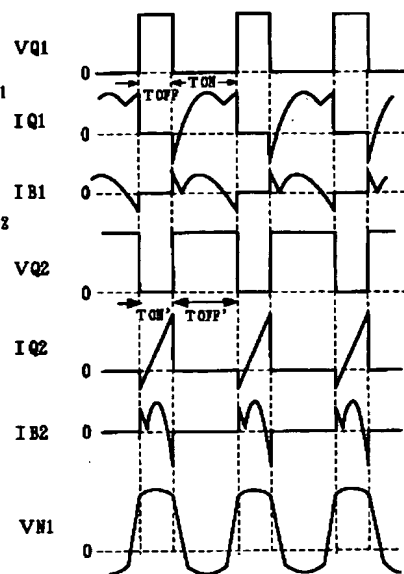
ツチング素子、PIT絶縁コンバータトランス、Cr1
直列共振コンデンサ、Cr2 並列共振コンデンサ、NB1

NB2 駆動巻線、PC フォトカプラ

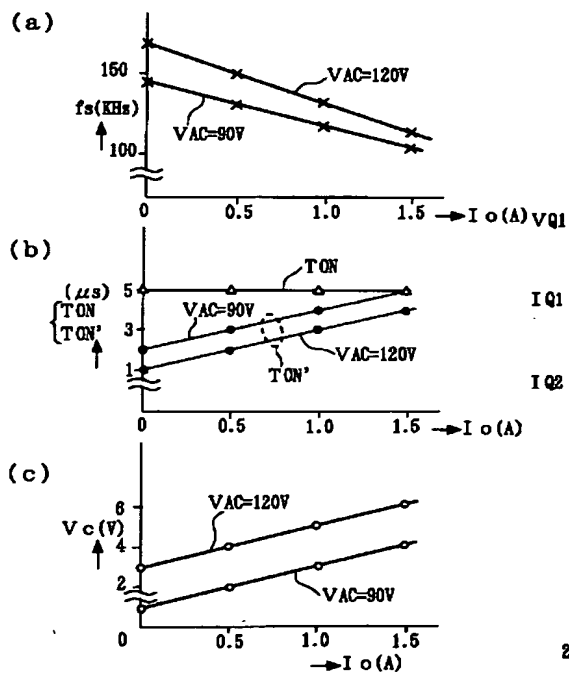
【図 1】



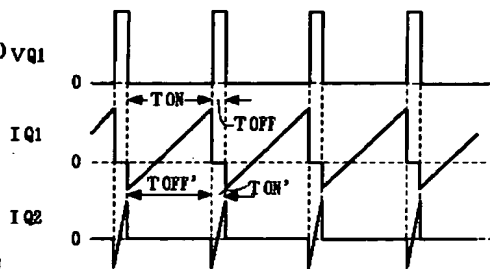
【図 2】



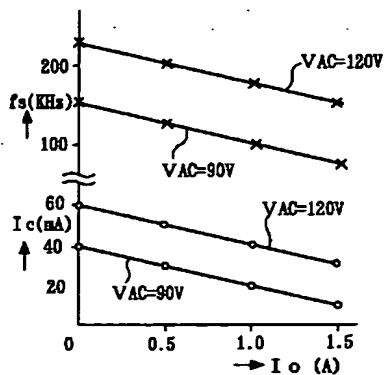
【図 3】



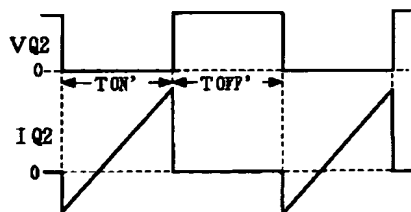
【図 4】



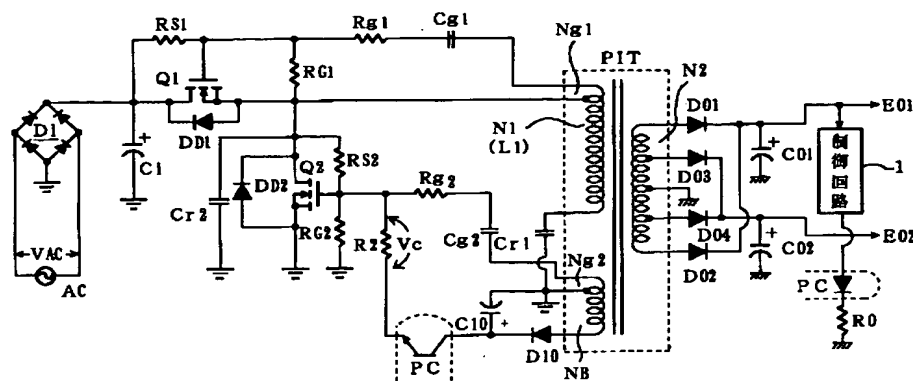
【図 8】



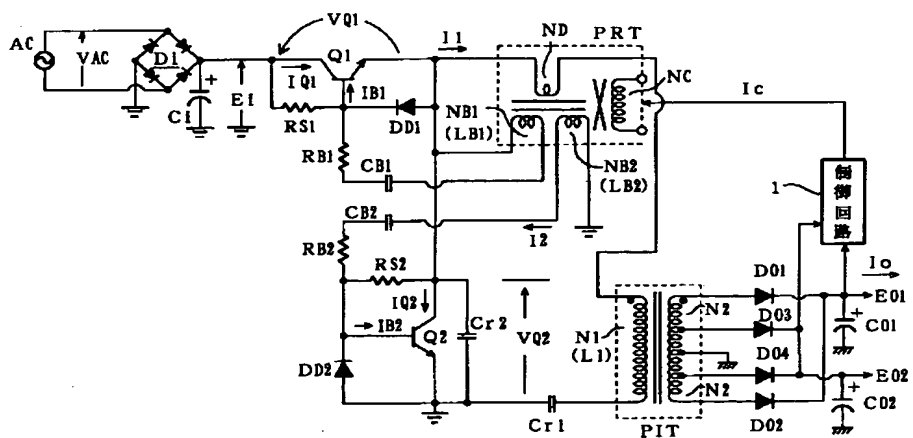
【図 9】



【図5】



【図6】



【図7】

